

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicant: AKIHIKO KANOUDA ET AL
Serial No.: NOT YET ASSIGNED
Filed: FEBRUARY 27, 2002
Title: BACKUP POWER SUPPLY



CLAIM FOR PRIORITY UNDER 35 U.S.C. §119

Box PATENT APPLICATION
Commissioner for Patents
Washington, D.C. 20231

February 27, 2002

Sir:

The benefit of the filing date of prior foreign application No. 2001-171088, filed in Japan on 06 June 2001, is hereby requested and the right of priority under 35 U.S.C. §119 is hereby claimed.

In support of this claim, filed herewith is a certified copy of the original foreign application.

Respectfully submitted,

A handwritten signature in cursive script that reads 'Gary R. Edwards'. The signature is written over a horizontal line.

Gary R. Edwards
Registration No. 31,824

CROWELL & MORING, LLP
Intellectual Property Group
P.O. Box 14300
Washington, DC 20044-4300
Telephone No.: (202) 624-2500
Facsimile No.: (202) 628-8844
GRE:kms
(CAM: 56207.519)

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

J1046 U.S. PTO
10/083638
02/27/02

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日

Date of Application:

2001年 6月 6日

出 願 番 号

Application Number:

特願2001-171088

出 願 人

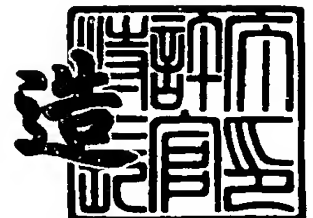
Applicant(s):

株式会社日立製作所
日立マクセル株式会社
日立コンピュータ機器株式会社

2001年11月30日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

及 川 耕 造



出証番号 出証特2001-3104850

【書類名】 特許願

【整理番号】 NT01P0496

【提出日】 平成13年 6月 6日

【あて先】 特許庁長官 殿

【国際特許分類】 H02J 7/00

【発明者】

【住所又は居所】 茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株式会社日立製作所 日立研究所内

【氏名】 叶田 玲彦

【発明者】

【住所又は居所】 神奈川県足柄上郡中井町境781 グリーンテクなかい日立コンピュータ機器株式会社内

【氏名】 増山 悟

【発明者】

【住所又は居所】 大阪府茨木市丑寅一丁目1番88号 日立マクセル株式会社内

【氏名】 磯貝 正人

【発明者】

【住所又は居所】 群馬県高崎市西横手町111番地 株式会社日立製作所 半導体グループ内

【氏名】 嵯峨 良平

【発明者】

【住所又は居所】 茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株式会社日立製作所 日立研究所内

【氏名】 恩田 謙一

【発明者】

【住所又は居所】 茨城県日立市大みか町七丁目1番1号 株式会社日立製作所 日立研究所内

【氏名】 徳永 紀一

【特許出願人】

【識別番号】 000005108

【氏名又は名称】 株式会社日立製作所

【特許出願人】

【識別番号】 000005810

【氏名又は名称】 日立マクセル株式会社

【特許出願人】

【識別番号】 000233033

【氏名又は名称】 日立コンピュータ機器株式会社

【代理人】

【識別番号】 100068504

【弁理士】

【氏名又は名称】 小川 勝男

【電話番号】 03-3661-0071

【選任した代理人】

【識別番号】 100086656

【弁理士】

【氏名又は名称】 田中 恭助

【電話番号】 03-3661-0071

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 081423

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【包括委任状番号】 9003094

【包括委任状番号】 9403294

【包括委任状番号】 9103047

特 2 0 0 1 - 1 7 1 0 8 8

【包括委任状番号】 9501416

【包括委任状番号】 9102707

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 ピークカット機能付きバックアップ電源

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 商用交流電源から受けた交流を直流に変換する電源回路と、前記電源回路によって作られた直流で動作する負荷から構成される装置に内蔵されるバックアップ電源であって、

前記商用交流に接続される少なくとも 1 台の AC-DC コンバータと、前記 AC-DC コンバータの直流出力側に接続される負荷と、前記直流出力側に一方が接続される少なくとも 1 台の双方向 DC-DC コンバータと、前記双方向 DC-DC コンバータの他方に接続される二次電池を有し、

負荷電流が所定のピークカット電流値以上の場合に、負荷電流と前記所定のピークカット電流値との差電流を二次電池から双方向 DC-DC コンバータを介して前記負荷に給電してピークカット動作することを特徴とするピークカット機能付きバックアップ電源。

【請求項 2】 請求項 1 において、

前記負荷電流が前記所定のピークカット電流値未満の場合に、前記 AC-DC コンバータから前記負荷電流を供給するとともに、前記双方向 DC-DC コンバータを用いて二次電池を充電し、その充電電流は予め定めた電流値を上限とし、かつ前記所定のピークカット電流と負荷電流の差電流に相当する電流のみを双方向 DC-DC コンバータから取り入れて充電することを特徴とするピークカット機能付きバックアップ電源。

【請求項 3】 商用交流電源から受けた交流を直流に変換する電源回路と、前記電源回路によって作られた直流で動作する負荷から構成される装置に内蔵されるバックアップ電源であって、

前記商用交流に接続される少なくとも 1 台の AC-DC コンバータと、前記 AC-DC コンバータの直流出力側に接続される負荷と、前記直流出力側に一方が接続される少なくとも 1 台の双方向 DC-DC コンバータと、前記双方向 DC-DC コンバータの他方に接続される二次電池を有し、

負荷電流が所定のピークカット電流値以上の場合に、負荷電流と前記所定のピ

ークカット電流値との差電流を二次電池から双方向DC-DCコンバータを介して前記負荷に給電してピークカット動作し、前記負荷電流が前記ピークカット電流値未満の場合に、前記AC-DCコンバータから前記負荷電流を供給するとともに、前記双方向DC-DCコンバータを介して前記二次電池を充電することを特徴とするピークカット機能付きバックアップ電源。

【請求項4】 請求項3において、

前記二次電池を充電する充電電流は、予め定めた電流値を上限とし、かつ前記所定のピークカット電流と負荷電流の差電流に相当する電流のみを双方向DC-DCコンバータから取り入れて充電することを特徴とするピークカット機能付きバックアップ電源。

【請求項5】 請求項1、2、3または4において、

前記二次電池の充放電電流を検出する検出手段と、前記二次電池の電圧を検出する手段と、前記二次電池の残容量を演算する回路を具備し、前記二次電池の残容量に応じて前記所定のピークカット電流値を変化させることを特徴とするピークカット機能付きバックアップ電源。

【請求項6】 請求項5において、

前記二次電池の残容量が所定の容量以下に低下した際にピークカット動作を停止することを特徴とするピークカット機能付きバックアップ電源。

【請求項7】 請求項5また6において、

停電時あるいはAC-DCコンバータの故障時に、前記二次電池の残容量が所定の容量以下に低下した際に放電動作することを特徴とするピークカット機能付きバックアップ電源。

【請求項8】 請求項1から7のいずれかにおいて、

前記二次電池の残容量と負荷電流から、その時点における停電保持時間を算出して表示する機能を有することを特徴とするピークカット機能付きバックアップ電源。

【請求項9】 請求項1から8のいずれかにおいて、

前記二次電池の残容量と負荷電流から、その時点において所定の停電保持時間を確保するために必要な前記二次電池の残容量を算出し、算出された前記残容量

を有する範囲で前記ピークカット動作をすることを特徴とするピークカット機能付きバックアップ電源。

【請求項 1 0】 請求項 1 から 9 のいずれかにおいて、

前記 AC-DC コンバータと前記双方向 DC-DC コンバータの接続点の電圧は前記二次電池の電圧よりも高く、前記二次電池側から放電させる際に昇圧チョッパ回路、前記二次電池を充電する際に降圧チョッパ回路として動作することを特徴とするピークカット機能付きバックアップ電源。

【請求項 1 1】 請求項 1 から 1 0 のいずれかにおいて、

予め設定された時間周期を、前記周期よりも十分短いサンプリング時間で n 個に分割し、それぞれに対応した n 個の記憶手段を持ち、前記負荷電流を検出する手段と、前記検出された負荷電流と該当の記憶手段に記憶されている前回値とから負荷電流の平均値を計算して該当の記憶手段に上書きするとともに、前記算出された新たな負荷電流の平均値により前記所定のピークカット電流値を変更することを特徴とするピークカット機能付きバックアップ電源。

【請求項 1 2】 請求項 1 1 において、

前記予め設定された時間周期は、24 時間とすることを特徴とするピークカット機能付きバックアップ電源。

【請求項 1 3】 請求項 1 1 において、

前記予め設定された時間周期は、1 週間とすることを特徴とするピークカット機能付きバックアップ電源。

【請求項 1 4】 商用交流に接続される AC-DC コンバータと、前記 AC-DC コンバータの直流出力側に接続される負荷と、前記直流出力側に一方が接続される DC-DC コンバータと、前記 DC-DC コンバータの一方に接続される二次電池を有し、前記 DC-DC コンバータは二次電池とインダクタをスイッチング素子で短絡させる短絡モードと、短絡モードの間にインダクタに蓄えられたエネルギーを前記負荷に放出する昇圧モードを交互に切替える手段を備え、とともに、前記昇圧モードのインダクタ電流を検出する手段と、前記昇圧モードのインダクタ電流を平均化する手段を備え、負荷電流から予め定めたピークカット電流レベルを減じた結果が正の場合にのみ、この値をピークカット電流指令値と

し、前記平均化された電流と比較して前記短絡モードと昇圧モードの比率を制御することを特徴とするピークカット機能付きバックアップ電源。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は装置内部に配置されるバックアップ電源に関する。

【0002】

【従来の技術】

従来、商用交流電源に接続して動作する装置であって、かつ、この商用交流電源が万一停電すると、データの喪失などの被害が発生してしまうコンピュータなどにおいて、外部に無停電電源装置（UPS）を設置し、停電対策をおこなっている。外部に設置するUPSは、常時インバータ給電方式を用いるのが一般的である。この常時インバータ給電方式UPSは、停電発生時の電源切換え動作がなく電源の安定性が高いが、商用交流電源から負荷に至る間に通過する変換器の直列段数が多いため、電力変換効率が低くなり、省エネルギー化が困難である。

【0003】

これに対して、装置内部に二次電池とその充電、放電回路を搭載し、外部のUPSを不要にするバックアップ電源が提案されている。この一例として特開平9-322433の「UPS内蔵電源装置」が挙げられる。

【0004】

図10に従来のバックアップ電源の構成を示す。商用交流電源1が情報処理装置2の内部にあるAC-DCコンバータ3と充電回路8に接続され、充電回路8の出力側に二次電池4とDC-DCコンバータ7の入力側が接続される。また、DC-DCコンバータ7の出力側とAC-DCコンバータ3の出力側が接続されて、負荷6に接続される。また、AC-DCコンバータ3とDC-DCコンバータ7の間にバランス制御回路9が接続される。

【0005】

この回路の動作を図11に示す。（a）は定常時であり、商用交流電源1からAC-DCコンバータ3を介して負荷に必要な電力のうち90%を供給する。ま

た、充電回路 8 から DC-DC コンバータ 7 を介して残りの 1 0 % の電力を負荷 6 に供給する。さらに、充電回路 8 を介して二次電池 4 を充電する。一方、(b) は、停電時の動作であり、商用交流電源 1 が停電するために充電回路 8 と AC-DC コンバータは動作できないが、二次電池 4 から DC-DC コンバータ 7 を介して負荷 6 に負荷に必要な電力の 1 0 0 % すべてを給電する。

【 0 0 0 6 】

【発明が解決しようとする課題】

上記した従来のバックアップ電源において、AC-DC コンバータ、DC-DC コンバータおよび充電回路の 3 つの変換器が必要であるためにコストが高い、電源部の容積が大きいという課題がある。

【 0 0 0 7 】

また、この給電システムで、定常時に常に充電回路が動作して二次電池に一定の電圧が印加されることになる。しかし、Ni-MH 二次電池や、Li イオン二次電池といった高エネルギー密度の二次電池を使用する場合において、過充電を防止するために、満充電状態になったときに充電回路を停止させることが必要であるが、上記の運転方法で充電回路を停止すると DC-DC コンバータからの 1 0 % 分の給電ができないという課題がある。

【 0 0 0 8 】

一方、これとは別に、負荷変動に対する電源容量の課題がある。この課題は、たとえば、ハードディスク装置などの負荷において、起動時とシーク時に通常の負荷電流の 2 ～ 3 倍の電流が流れる。AC-DC コンバータの定格容量は、このピーク負荷時に合わせて設計されるために、AC-DC コンバータの容量が大きくなり、コスト高や電源部の容積の縮小化が難しいという課題を持つ。

【 0 0 0 9 】

本発明の目的は、上記従来技術の課題を解決し、低コスト化や電源部の縮小が可能になるバックアップ電源を提供することにある。

【 0 0 1 0 】

【課題を解決するための手段】

本発明は、商用交流電源から受けた交流を直流に変換する電源回路と、前記電

源回路によって作られた直流で動作する負荷から構成される装置に内蔵されるバックアップ電源であって、前記商用交流に接続される少なくとも1台のAC-DCコンバータと、前記AC-DCコンバータの直流出力側に接続される負荷と、前記直流出力側に一方が接続される少なくとも1台の双方向DC-DCコンバータと、前記双方向DC-DCコンバータの他方に接続される二次電池を有して構成される。

【0011】

そして、負荷電流が所定のピークカット電流値以上の場合に、負荷電流と前記所定のピークカット電流値との差電流を二次電池から双方向DC-DCコンバータを介して前記負荷に給電しピークカット動作する。

【0012】

また、前記負荷電流が前記所定のピークカット電流値未満の場合に、前記AC-DCコンバータから前記負荷電流を供給するとともに、前記双方向DC-DCコンバータを用いて二次電池を充電する。

【0013】

その充電電流は、予め定めた電流値を上限とし、かつ前記所定のピークカット電流と負荷電流の差電流に相当する電流のみを双方向DC-DCコンバータから取り入れて充電することにより、さらに商用入力電流が安定化される。

【0014】

また、前記二次電池の充放電電流を検出する検出手段と、前記二次電池の電圧を検出する手段と、前記二次電池の残容量を演算する回路を具備し、前記二次電池の残容量に応じて前記所定の電流値を変化させることや、前記二次電池の残容量が所定の容量以下に低下した際にピークカット動作を停止し、停電時あるいはAC-DCコンバータの故障時に前記所定の容量以下に低下した際にも放電動作することにより、使い勝手が向上する。

【0015】

あるいは、前記二次電池の残容量と負荷電流から、その時点における停電保持時間を算出して表示を出す機能を有することや、前記二次電池の残容量と負荷電流から、その時点において所定の停電保持時間を確保するために必要な前記二次

電池の残容量を算出し、算出された前記残容量を有する範囲で前記ピークカット動作をすることによっても課題解決手段として有効である。

【0016】

また、前記AC-DCコンバータと前記双方向DC-DCコンバータの接続点の電圧は前記二次電池の電圧よりも高く、前記双方向DC-DCコンバータ前記二次電池側から放電させる際に昇圧チョッパ回路、前記二次電池を充電する際に降圧チョッパ回路として動作させてもよい。

【0017】

また、前記DC-DCコンバータは二次電池とインダクタをスイッチング素子で短絡させる短絡モードと、短絡モードの間にインダクタに蓄えられたエネルギーを前記負荷に放出する昇圧モードを交互に切替える手段を備えるとともに、前記昇圧モードのインダクタ電流を検出する手段と、前記昇圧モードのインダクタ電流を平均化する手段を備え、負荷電流から予め定めたピークカット電流レベルを減じた結果が正の場合にのみ、この値をピークカット電流指令値とし、前記平均化された電流と比較して前記短絡モードと昇圧モードの比率を制御する。

【0018】

あるいは、前記負荷の電流値を所定の時間毎に検出する手段と、前日までの負荷電流の平均値を記憶する手段を有し、前記検出された負荷電流値と、同一時刻の前記前日までの負荷電流の平均値とから、新たな負荷電流の平均値を算出して、前記記憶手段に記憶するとともに、前記算出された新たな負荷電流の平均値により前記所定のピークカット電流値を変更することも効果的である。

【0019】

同様に、前記負荷の電流値を所定の時間毎に検出する手段と、前週までの負荷電流の平均値を記憶する手段を有し、前記検出された負荷電流値と、同曜日・同一時刻の前記前週までの負荷電流の平均値とから、新たな負荷電流の平均値を算出して、前記記憶手段に記憶するとともに、前記算出された新たな負荷電流の平均値により前記所定のピークカット電流値を変更することにより1週間毎の負荷パターンに対応したピークカット運転が可能になる。

【0020】

【発明の実施の形態】

本発明における第 1 の実施の形態について図 1 から図 8 を用いて説明する。図 1 は、本発明の一実施例を示す構成図である。図 1 において、情報処理装置 2 の内部に AC-DC コンバータ 3、二次電池 4、双方向 DC-DC コンバータ 5、負荷 6、負荷電流検出器 10、電池電流検出器 15、SOC 演算回路 16、ピークカット電流レベル設定器 17、減算器 18、電池電圧検出手段 19、出力電圧検出手段 21、動作モード切替回路 22、充電制御回路 23、ピークカット制御回路 24、放電制御回路 25、停電／故障検出回路 26、停電保持時間演算回路 50 を有する。

【0021】

商用交流電源 1 は 100 V あるいは 200 V の商用交流電源であり、情報処理装置 2 の内部の AC-DC コンバータ 3 と停電／故障検出回路 26 に接続される。AC-DC コンバータ 3 から故障信号が停電／故障検出回路 26 に入力される。停電／故障検出回路 26 の出力は動作モード切替回路 22 に入力される。AC-DC コンバータ 3 の出力は 48 V 程度の直流であって、双方向 DC-DC コンバータ 5 と負荷 6 に接続される。負荷 6 の電流を検出する負荷電流検出器 10 が負荷の入力側に接続される。双方向 DC-DC コンバータ 5 の負荷側には、電圧を検出する出力電圧検出手段 21 が接続され、この出力が放電制御回路 25 に入力される。双方向 DC-DC コンバータ 5 に二次電池 4 が接続される。二次電池 4 は、例えばニッケル水素電池は 15 セル直列に接続する構成を用いると、この二次電池の端子電圧は約 18 V 程度である。

【0022】

二次電池 4 と双方向 DC-DC コンバータ 5 の間に、この間の電流を検出する電池電流検出器 15 が接続される。また、二次電池 4 の電圧を検出する電池電圧検出手段 19 が接続される。電池電流検出器 15 と電池電圧検出手段 19 の出力はいずれも SOC 演算回路 16 と充電制御回路 23 に入力される他、電池電流検出器 15 の出力はピークカット制御回路 24 と放電制御回路 25 に入力される。

【0023】

SOC 演算回路 16 の出力である電池 SOC 30 はピークカット電流レベル設

定器 1 7 と、充電制御回路 2 3、および停電保持時間演算回路 5 0 に接続される。ピークカット電流レベル設定器 1 7 は減算器 1 8 に接続される。また、負荷電流検出器 1 0 の出力は減算器 1 8 と、停電保持時間演算回路 5 0 に入力される。減算器 1 8 の出力である充放電電流指令値 2 0 は、動作モード切替回路 2 2 と充電制御回路 2 3 およびピークカット制御回路 2 4 に入力される。

【 0 0 2 4 】

充電制御回路 2 3、ピークカット制御回路 2 4、および放電制御回路 2 5 の出力である駆動信号は駆動信号切替手段 2 9 に入力される。また、動作モード切替回路の出力も駆動信号切替手段 2 9 に入力される。駆動信号切替手段 2 9 の出力である駆動信号 2 7 は双方向 DC-DC コンバータ 5 に入力される。停電保持時間演算回路 5 0 の出力は負荷 6 に出力される。

【 0 0 2 5 】

図 2 は双方向 DC-DC コンバータ 5 の一構成例を示したものである。図 2 において、図 1 と同じ構成要素には同じ符号を付与した。1 1 は平滑コンデンサ、1 2 はインダクタ、1 3 a、1 3 b はパワー MOSFET、1 4 は平滑コンデンサ、2 8 はゲート駆動回路である。

【 0 0 2 6 】

図 2 において、二次電池 4 の両端は双方向 DC-DC コンバータ 5 の内部の平滑コンデンサ 1 1 に接続される。平滑コンデンサ 1 1 の端子のうち、正側の極にはインダクタ 1 2 の一端が接続され、インダクタ 1 2 の他方はパワー MOSFET 1 3 b のソースと、パワー MOSFET 1 3 a のドレインに接続される。パワー MOSFET 1 3 b のドレインは、平滑コンデンサ 1 4 の正側に接続され、パワー MOSFET 1 3 a のソースは平滑コンデンサ 1 1 および平滑コンデンサ 1 4 の負側に接続される。駆動信号 2 7 はゲート駆動信号に入力される。また、ゲート駆動回路 2 8 の出力がパワー MOSFET 1 3 a と 1 3 b のゲートに接続される。平滑コンデンサ 1 4 の両端は、双方向 DC-DC コンバータ 5 の外部の負荷 6 に接続される。

【 0 0 2 7 】

図 3 は図 1 における充電制御回路 2 3 の内部を示した制御ブロック図である。

3 2 は充電電圧制御回路、3 3 は最大値出力手段、3 4 a は P W M コンパレータ、3 5 a は三角波発生手段、3 6 は充電電流制御回路、3 7 は電池電圧指令値、3 8 a は正負反転手段、3 9 は可変リミッタ、4 3 a は掛け算器、4 4 a は一次遅れ要素である。

【 0 0 2 8 】

電池電圧検出手段 1 9 の出力が充電制御回路 2 3 内部の充電電圧制御回路 3 2 に入力される。また、電池電圧指令値 3 7 が充電電圧制御回路 3 2 に入力される。一方、電池電流検出器 1 5 の出力が充電制御回路 2 3 内部の掛け算器 4 3 a に入力される。掛け算器 4 3 a の出力は一次遅れ要素 4 4 a に入力される。一次遅れ要素 4 4 a の出力は充電電流制御回路 3 6 に入力される。充放電電流指令値 2 0 は充電制御回路 2 3 内部の正負反転手段 3 8 a に入力される。正負反転手段 3 8 a の出力が可変リミッタ 3 9 に入力される。電池 S O C 3 0 が可変リミッタ 3 9 に入力される。可変リミッタ 3 9 の出力が充電電流制御回路 3 6 に入力される。

【 0 0 2 9 】

充電電圧制御回路 3 2 の出力と充電電流制御回路 3 6 の出力が最大値出力手段 3 3 に入力される。最大値出力手段 3 3 の出力が P W M コンパレータ 3 4 a に入力される。また、三角波発生手段 3 5 a の出力が P W M コンパレータ 3 4 a に入力される。P W M コンパレータ 3 4 a の出力が充電制御回路 2 3 外部の駆動信号切替手段 2 9 と、掛け算器 4 3 a に接続される。

【 0 0 3 0 】

図 4 は図 1 における放電制御回路 2 5 の内部を示す制御ブロック図である。出力電圧検出手段 2 1 の出力が放電制御回路 2 5 の内部の出力電圧制御回路 4 0 に入力される。また、出力電圧指令値 4 2 の出力も出力電圧制御回路 4 0 に入力される。出力電圧制御回路 4 0 の出力は出力電流制御回路 4 1 に入力される。電池電流検出器 1 5 の出力が正負反転手段 3 8 b を介して放電制御回路 2 5 の内部の出力電流制御回路 4 1 に入力される。出力電流制御回路 4 1 の出力は P W M コンパレータ 3 4 b に入力される。また、三角波発生手段 3 5 b の出力が P W M コンパレータ 3 4 b に入力される。P W M コンパレータ 3 4 b の出力が放電制御回路

25の外部の駆動信号切替手段29に出力される。

【0031】

図5は図1におけるピークカット制御回路24の内部を示す制御ブロック図である。図5において、図1，図2，図3および図4と同じ構成要素には同一符号を付与した。34cはPWMコンパレータ、35cは三角波発生手段、38cは正負反転手段、43bは掛け算器、44bは一次遅れ要素、45はピークカット電流制御回路、46はリミッタ、47はインバータである。

【0032】

次に図5の接続を説明する。電池電流検出器15の出力は正負反転手段38cに入力され、この正負反転手段38cの出力は掛け算器43bに入力される。掛け算器43bの出力は一次遅れ要素44bに入力され、この出力がピークカット電流制御回路45に入力される。一方、充放電電流指令値20はリミッタ46に入力される。リミッタ46の出力がピークカット電流制御回路45に入力される。ピークカット電流制御回路45の出力がPWMコンパレータ34cに入力される。三角波発生手段35cの出力はPWMコンパレータ34cに入力される。PWMコンパレータ34cの出力はインバータ47とピークカット制御回路24の外部の駆動信号切替手段29に出力される。インバータ47の出力は掛け算器43bに入力される。

【0033】

次に、本実施の形態の動作を説明する。負荷6が軽負荷の場合には、図6(a)に示すように二次電池の充電を行う。図1において、商用交流電源1からAC-DCコンバータ3を通して負荷6に給電動作を行うとともに、AC-DCコンバータ3の負荷側から双方向DC-DCコンバータ5を通して二次電池4を充電する。この場合には、商用交流電源1とAC-DCコンバータ3が健全であることから、停電／故障検出回路26の出力はLowレベルとなっており、また、ピークカット電流レベル設定器17の出力よりも負荷電流検出器10の出力である負荷電流値が小さいため、減算器18の出力が負値となっている。このため、動作モード切替回路22の出力は「充電」となり、駆動信号切替手段29は充電制御回路23の出力が駆動信号27となるように切り替わる。

【0034】

次に、充電状態における双方向DC-DCコンバータの動作を説明する。充電状態においてはパワーMOSFET 13bをオンオフし、このオン期間とオフ期間の比である時比率を制御することによって二次電池4に流れ込む電流を制御する。

【0035】

図2において、平滑コンデンサ14の電圧はAC-DCコンバータ3の出力であるから48V程度であり、二次電池4の端子電圧は18V程度である。そこで、パワーMOSFET 13bをオンさせると、電流はパワーMOSFET 13bからインダクタ12を通過して、二次電池4に流入し充電する。パワーMOSFET 13bをオフすると、それまでインダクタ12を流れていた電流がパワーMOSFET 13aのボディダイオードを通して還流する。そして、パワーMOSFET 13bの時比率を制御することで二次電池に流入する充電電流を制御することができる。

【0036】

また、このときパワーMOSFET 13aのボディダイオードに電流を通流させることによるエネルギー損失を低減するために、ボディダイオード通流期間に同期させてパワーMOSFET 13aをオンさせる同期整流技術があり、本実施の形態においてもこの同期整流を使用することが可能である。

【0037】

この充電状態においては、充電制御回路23によって充電電圧および充電電流が制御される。二次電池4の電圧は、電池電圧検出手段19によって充電制御回路23に入力される。図3において、二次電池電圧は電池電圧制御回路32において電池電圧指令値37と比較され、これらの誤差が増幅されて出力される。一方、AC-DCコンバータ3側から双方向DC-DCコンバータ5に流入する充電電流は、図2においてパワーMOSFET 13bがオンしている期間に、インダクタ12を通流する電流である。そこで、充電電流は、インダクタ12の電流波形を電池電流検出器15により検出し、パワーMOSFET 13bのオン期間であるPWMコンパレータ34aの出力信号との積を掛け算器43aで演算し、

さらに、一次遅れ要素 4 4 a により平均化して求める。

【 0 0 3 8 】

この充電電流は、充電電流制御回路 3 6 に入力される。充電電流指令値は、以下のようにして決定される。図 1 に示すように負荷電流とピークカット電流レベルとの差（負値）が充放電電流指令値 2 0 として充電制御回路 2 3 の内部の正負反転手段 3 8 a を介して正の値となり、可変リミッタ 3 9 に入力される。

【 0 0 3 9 】

一方、二次電池 4 の電圧と充電電流は、SOC 演算回路 1 6 に入力され、二次電池 4 の残容量（SOC）が演算される。電池 SOC 3 0 は充電制御回路 2 3 内の可変リミッタ 3 9 に入力される。可変リミッタ 3 9 では、電池 SOC 3 0 により、充電電流指令値の最大値を変更する。この最大値は、例えば、SOC が 8 0 % 以下の場合に充電電流指令値を 2 C、8 0 % 以上 1 0 0 % 未満の場合には 1 C、1 0 0 % の場合には 0 にする。この可変リミッタ 3 9 の出力は充電電流制御回路 3 6 に入力される。

【 0 0 4 0 】

充電電流制御回路 3 6 と充電電圧制御回路 3 2 の出力は最大値出力手段 3 3 に入力され、これらのうち大きい方が PWM コンパレータ 3 4 a に出力される。PWM コンパレータ 3 4 a では最大値出力手段 3 3 の出力が三角波発生手段 3 5 a の出力と比較され PWM 信号が出力される。この PWM 信号が駆動信号切替手段 2 9 により駆動信号 2 7 となって、双方向 DC-DC コンバータを PWM 制御する。本実施の形態における充電制御は、二次電池の SOC に依存してあらかじめ定められる充電電流の値の範囲内において、負荷電流とピークカットレベルとの差分に相当する充電電流を充電する。

【 0 0 4 1 】

このように、本実施の形態においては、二次電池の残容量が少ないときには AC-DC コンバータの定格容量を超過しない範囲において、可能な限り大きな電流を双方向 DC-DC コンバータ側に取り入れることによって、二次電池を急速充電し、万一の停電時のバックアップ時間を十分に確保するための準備を高速におこなうことが可能である。

【0042】

次に、停電時あるいはAC-DCコンバータの故障時の放電制御について説明する。停電発生時には、図6(c)のように二次電池から双方向DC-DCコンバータを介して負荷に給電する。図1において、停電／故障検出回路26により商用交流電源1の停電あるいはAC-DCコンバータ3の故障を検出すると、停電／故障検出回路26の出力がHighレベルとなり、速やかに動作モード切替回路22により動作モードを「放電」に切り替える。このときには駆動信号切替手段29により放電制御回路25から出力される信号が駆動信号27として選択される。

【0043】

次に、放電状態における図2の双方向DC-DCコンバータ5の動作を説明する。放電状態においては充電の場合とは異なり、パワーMOSFET13aをオンオフし、このオン期間とオフ期間の比である時比率を制御することによって、負荷6に給電する電圧を制御する。二次電池の電圧を18V程度とすると、平滑コンデンサ14には負荷に給電する48Vを出力する必要がある。

【0044】

そこで、パワーMOSFET13aをオンし、二次電池4をインダクタ12を介して短絡すると、インダクタ12を流れる電流は時間とともに増加する。このときパワーMOSFET13aをオフすると、インダクタ12を流れていた電流がパワーMOSFET13bのボディダイオードを通して平滑コンデンサ14に出力される。そこで、パワーMOSFET13aの時比率を制御することで、パワーMOSFET13bのボディダイオードを通る電流を制御し、結果的に負荷6に給電する電圧を安定に制御することができる。

【0045】

放電制御回路25の動作について図4を用いて説明する。図4において、出力電圧検出手段21により検出した電圧は放電制御回路25内部の出力電圧制御回路40に入力され、出力電圧指令値42と比較、誤差増幅される。この出力が出力電流指令値となり出力電流制御回路41に入力される。一方、電池電流検出器15により検出された二次電池からの放電電流は、充電方向を正としているため

、正負反転手段 3 8 b により符号反転され出力電流制御回路 4 1 に入力され、出力電流指令値と比較、誤差増幅される。この出力は PWM コンパレータ 3 4 b に入力され、三角波発生手段 3 5 b の出力である三角波と比較される。この比較結果が PWM 信号となり、駆動信号 2 7 として図 2 のゲート駆動回路 2 8 に入力されてパワー MOS FET 1 3 a, 1 3 b を駆動する。これにより、双方向 DC-DC コンバータ 5 は平滑コンデンサ 1 4 の電圧が出力電圧指令値と等しくなるように制御される。

【 0 0 4 6 】

次にピークカット制御について説明する。ピーク負荷時には図 6 (b) に示すように、AC-DC コンバータと双方向 DC-DC コンバータから負荷に給電する動作となる。すなわち、図 1 のように接続される双方向 DC-DC コンバータ 5 は二次電池 4 とインダクタ 1 2 をスイッチング素子で短絡させる短絡モードと、短絡モードの間にインダクタ 1 2 に蓄えられたエネルギーを負荷 6 に放出する昇圧モードを交互に切替える。また、昇圧モードのインダクタ電流を検出する手段と、昇圧モードのインダクタ電流を平均化する手段を備え、負荷電流から予め定めたピークカット電流レベルを減じた結果が正の場合にのみ、この値をピークカット電流指令値とし、平均化された電流と比較して短絡モードと昇圧モードの比率を制御する。以下、具体的に説明する。

【 0 0 4 7 】

図 1 において、ピークカット電流レベル設定器 1 7 を超える負荷電流が流れた際には、停電／故障検出回路 2 6 の出力は Low レベル、減算器 1 8 の出力は正值となるため、動作モード切替回路 2 2 の出力は「ピークカット運転」となって駆動信号切替手段 2 9 はピークカット制御回路 2 4 からの出力信号が駆動信号 2 7 として選択されるように切り替わる。

【 0 0 4 8 】

図 5 において、電池電流検出器 1 5 で検出される放電電流は、充電方向を正としているため、正負反転手段 3 8 c により符号反転され、掛け算器 4 3 b に入力される。掛け算器 4 3 b の他方には、PWM コンパレータ 3 4 c の出力パルス信号をインバータ 4 7 で反転した信号を 0 または 1 のデジタル信号を入力してい

る。この結果、PWMコンパレータ34cの出力がHighの時には図2のパワーMOSFET13aがONであり、掛け算器43bの出力は0となる。一方、PWMコンパレータ34cの出力がLowの時にはパワーMOSFET13aがOFFであり、掛け算器43bの出力は、反転器38cの入力となる。

【0049】

したがって、この掛け算器43bにより、インダクタ12を流れる電流のうち、パワーMOSFET13aのオン期間である短絡モードの電流が除外され、パワーMOSFET13bのボディダイオードを通流する昇圧モードの電流のみが出力される。この昇圧モード電流は一次遅れ要素44bにより平均化され、ピークカット電流制御回路45に入力される。

【0050】

充放電電流指令値20は、負荷電流とピークカットレベルの差分であり、この場合は放電電流指令値である。この指令値は、負側をカットするリミッタ46で制限されるため、負荷電流の方がピークカット電流レベルよりも大きい場合のみリミッタ46を通過し、ピークカット電流制御回路45に入力される。ピークカット電流制御回路45の出力はPWMコンパレータ34cに入力され、三角波発生手段35cの出力である三角波と比較され、PWM信号が駆動信号切替手段29を介して双方向DC-DCコンバータ5に入力される。

【0051】

ピークカット制御においては、以上に示した制御系により負荷電流とピークカット電流レベルとの差電流が双方向DC-DCコンバータから出力される。この結果、AC-DCコンバータからの出力電流はピークカット電流レベル一定になる。

【0052】

図7に、以上に述べたピークカット制御時および充電時の各部波形を示す。負荷電流がピークカット電流レベルを超えると、双方向DC-DCコンバータ5から放電電流が出力され差分を補償する。このあと負荷電流がピークカット電流レベルを下回ると、放電により二次電池SOCが低下しているため、充電動作が行われる。また、二次電池SOCがあらかじめ設定された値である80%を下回っ

た場合にはピークカットレベルを変更し、ピークカット補償量を減少させる。また、二次電池SOCの100%から50%の範囲でピークカット制御をおこない、停電補償のために二次電池SOCの50%以上が常に充電された状態とする。

【0053】

図8は一例として、ピークカット補償電流とピークカット運転可能時間の関係を示す。二次電池はSOC50%で停電時に定格負荷を6分間補償可能である。パラメータはピークカット運転開始時の二次電池SOCである。横軸のピークカット補償電流は、二次電池から双方向DC-DCコンバータを介して出力される電流値を定格電流で規格化した量である。この結果、SOCが100%の時にピークカット補償電流を20%とすると、0.5時間連続して補償することが可能であるが、SOCが55%の時には0.05時間しか連続補償できない。

【0054】

このため、本実施の形態においては、ピークカットレベルを二次電池SOCに依存させて変化させることにより、最低限必要な停電補償能力を常に保ちながら最適なピークカット値を動的に変更しながら運転する。

【0055】

次に、図1に示した停電保持時間演算回路50の動作を説明する。この停電保持時間演算回路50では、電池SOC30と負荷電流を取りこみ、停電保持時間を演算する。そして算出結果を負荷6に出力する。これによって負荷6に含まれるCRT、あるいは液晶モニタ等にこの停電保持時間を表示することが可能である。停電保持時間を表示できることによって、常にバッテリーの使用状態が認識できることになるため、ピークカット電流レベルを一定とする運転方法も容易に実施できる。

【0056】

また、本実施の形態においては、AC-DCコンバータ3と双方向DC-DCコンバータ5、および二次電池4をそれぞれ1台あるいは1系統のみとして図示しているが、コンバータ故障時の負荷へのダメージをなくすために、AC-DCコンバータ3を複数台並列接続として冗長系を構成する $n+1$ 台並列冗長構成の電源においても対応が可能である。この場合には、双方向DC-DCコンバータ

と二次電池を一体とした単位を複数台、並列接続する構成とすることで双方向DC-DCコンバータおよび二次電池の故障あるいは保守点検、交換の際の信頼性を高めることができる。あるいは、双方向DC-DCコンバータのみを複数台、並列接続し、二次電池は1系統とする構成、または二次電池を複数系統とし、双方向DC-DCコンバータを1台とする構成も可能である。

【 0 0 5 7 】

次に、本発明の第2の実施の形態について説明する。図9において、図1と同じ構成要素に同一の符号を付与した。その他にはメモリ48、負荷電流パターン設定器49である。図9における上記以外の構成要素の接続形態は図1と同じである。負荷電流検出器10にメモリ48が接続され、メモリ48に負荷電流パターン設定器49が接続される。負荷電流パターン設定器49の出力はピークカット電流レベル設定器17に入力される。

【 0 0 5 8 】

次に動作を説明する。負荷電流の増減を負荷電流検出器10で検出してメモリ48に記録する。例えば、1日を1分毎あるいは1秒毎など、一定の期間毎に分割して負荷電流をサンプリングし、それぞれメモリ48の所定のアドレスに負荷電流平均値データとして蓄積する。そして、翌日の同時刻に、前日までの同時刻の負荷電流平均値データと、現在の負荷電流値との平均値を新たに演算し、平均値データを書き換える。このようにして、それぞれの領域毎に毎日の負荷電流値の平均値を蓄積する。あるいは、1週間分のメモリを用意し、同様な負荷電流の同じ曜日における同時刻の負荷電流平均値データを蓄積してもよい。この結果から、負荷電流パターン設定器49により、負荷6の1日周期、あるいは1週間周期などの平均的な負荷電流パターンが自動的に作成される。

【 0 0 5 9 】

本実施の形態では、この負荷電流パターンをピークカット電流レベルに反映させる。すなわち、比較的大きな負荷電流が持続する期間において、ピークカット電流レベルを比較的高めに設定することにより、二次電池からの放電量を抑制することが可能となる。あるいは、二次電池の容量を基準として上記の負荷電流のパターンから時間毎に最適なピークカット電流レベルを設定することも可能であ

る。

【0060】

本実施例の構成をとれば、例えば負荷容量の異なる多種類のバックアップ電源を同一のハードウェアで構成することができ、製造コストが削減できる。また、負荷に応じた最適なピークカットレベルが自動的に設定できることになり、マニュアルによる初期設定が必要ないため、ユーザは本発明のバックアップ電源を接続するだけでピークカット動作が機能するため、使い勝手が向上する。

【0061】

【発明の効果】

本発明によれば、ピーク負荷時に二次電池から放電させるピークカット運転を実施することにより、AC-DCコンバータの容量を減じ、低コスト化や電源部の容積の縮小化が可能になる。また、過充電が防止できる。さらに、本発明のピークカットレベルを設定値として変更可能とすることにより、異なる負荷に対しても同じハードウェアを使用でき、製造コストを下げることもできる。また、停電保持時間表示により、ピークカット量を一定とする運転形態でも信頼性がアップする。

【図面の簡単な説明】

【図1】

第1の実施例によるピークカット機能付きバックアップ電源の構成図。

【図2】

第1の実施例による双方向DC-DCコンバータの回路構成図。

【図3】

第1の実施例による充電制御回路のブロック図。

【図4】

第1の実施例による放電制御回路のブロック図。

【図5】

第1の実施例によるピークカット制御回路のブロック図。

【図6】

第1の実施例による電流経路を示した模式図。

【図 7】

第 1 の実施例による負荷電流、双方向 DC-DC コンバータ出力電流、および二次電池 SOC の関係を示す説明図。

【図 8】

第 1 の実施例によるピークカット補償電流とピークカット運転可能時間の関係を示すグラフ。

【図 9】

第 2 の実施例によるピークカット機能付きバックアップ電源の構成図。

【図 1 0】

従来の装置内蔵バックアップ電源の構成図。

【図 1 1】

従来の装置内蔵バックアップ電源の動作形態を示す模式図。

【符号の説明】

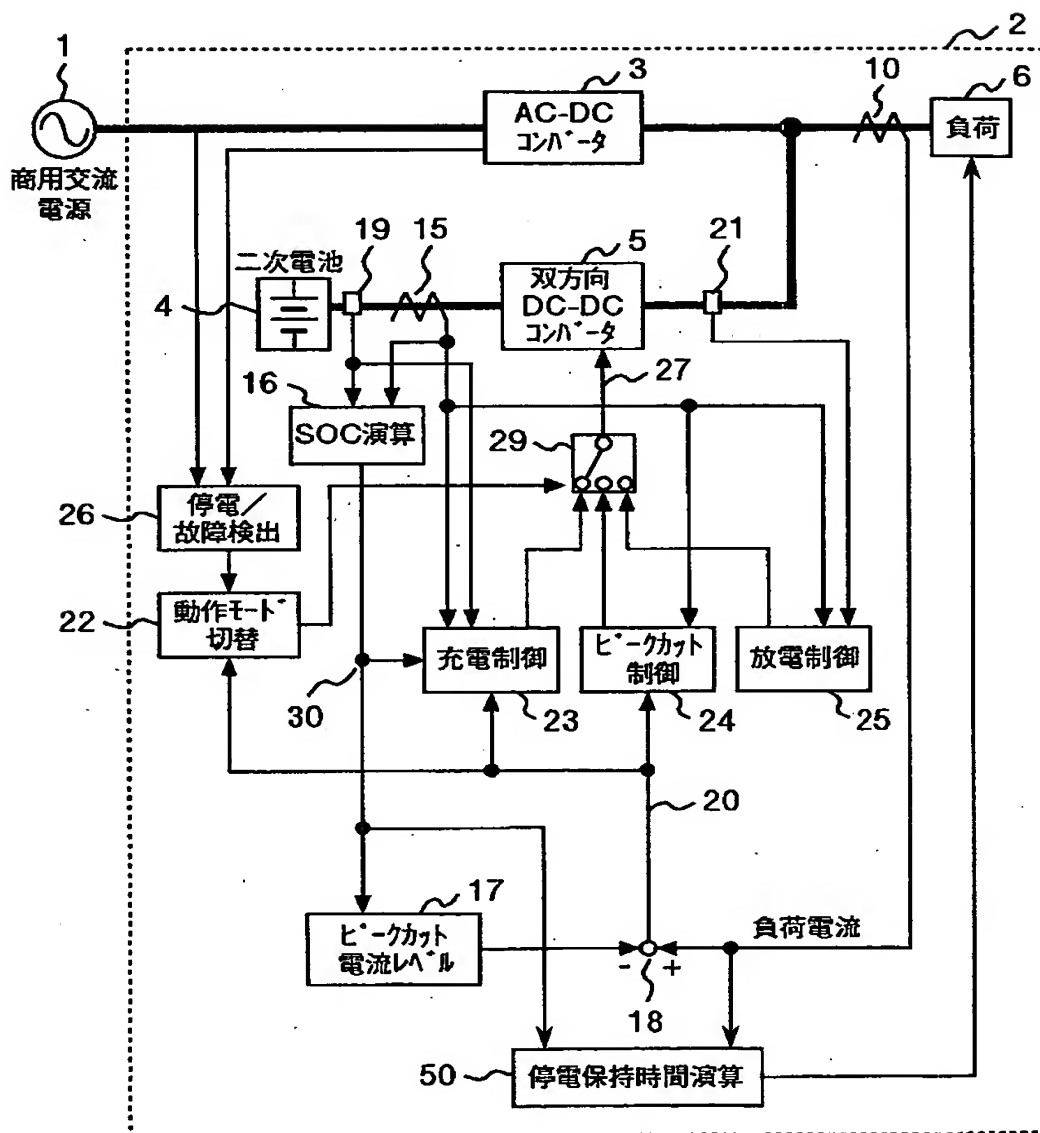
1…商用交流電源、2…情報処理装置、3…AC-DC コンバータ、4…二次電池、5…双方向 DC-DC コンバータ、6…負荷、7…DC-DC コンバータ、8…充電回路、9…バランス制御部、10…負荷電流検出器、11…平滑コンデンサ、12…インダクタ、13 a, 13 b…パワー MOSFET、14…平滑コンデンサ、15…電池電流検出器、16…SOC 演算回路、17…ピークカット電流レベル設定器、18…減算器、19…電池電圧検出手段、20…充放電電流指令値、21…出力電圧検出手段、22…動作モード切替回路、23…充電制御回路、24…ピークカット制御回路、25…放電制御回路、26…停電／故障検出回路、27…駆動信号、28…ゲート駆動回路、29…駆動信号切替手段、30…電池 SOC、32…充電電圧制御回路、33…最大値出力手段、34 a, 34 b, 34 c…PWM コンパレータ、35 a, 35 b, 35 c…三角波発生手段、36…充電電流制御回路、37…電池電圧指令値、38 a, 38 b, 38 c…正負反転手段、39…可変リミッタ、40…出力電圧制御回路、41…出力電流制御回路、42…出力電圧指令値、43 a, 43…掛け算器、44 a, 44 b…一次遅れ要素、45…ピークカット電流制御回路、46…リミッタ、47…インバータ、48…メモリ、49…負荷電流パターン設定器、50…停電保持時間

演算回路。

【書類名】 図面

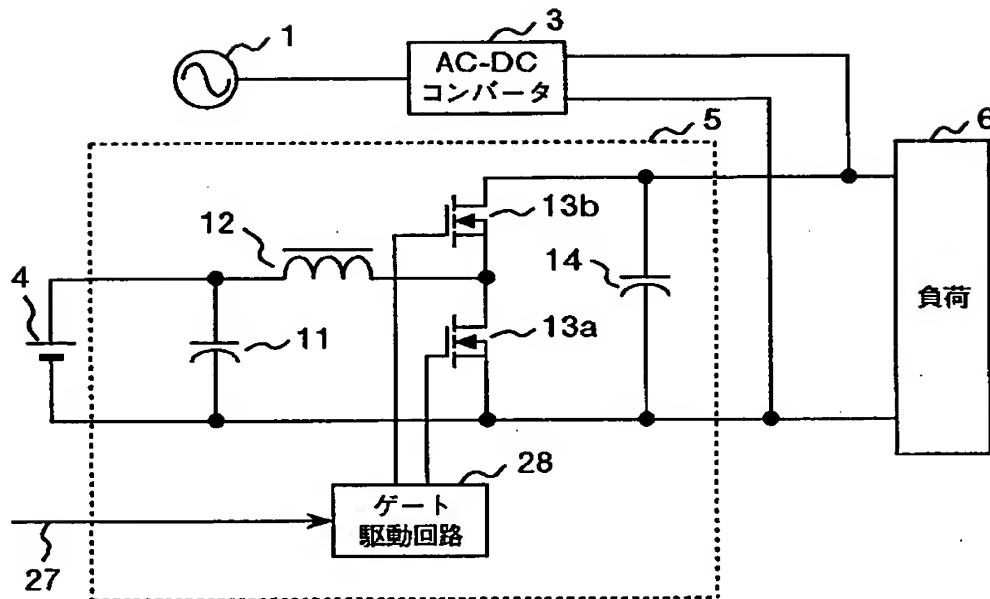
【図 1】

図 1



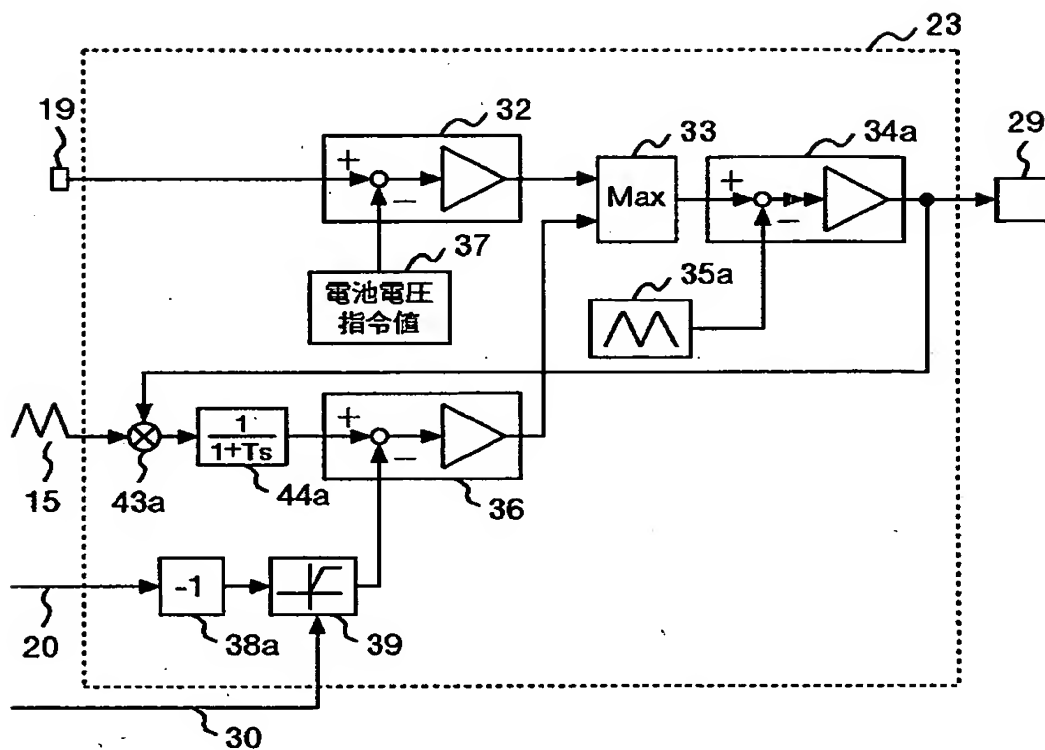
【図2】

図 2



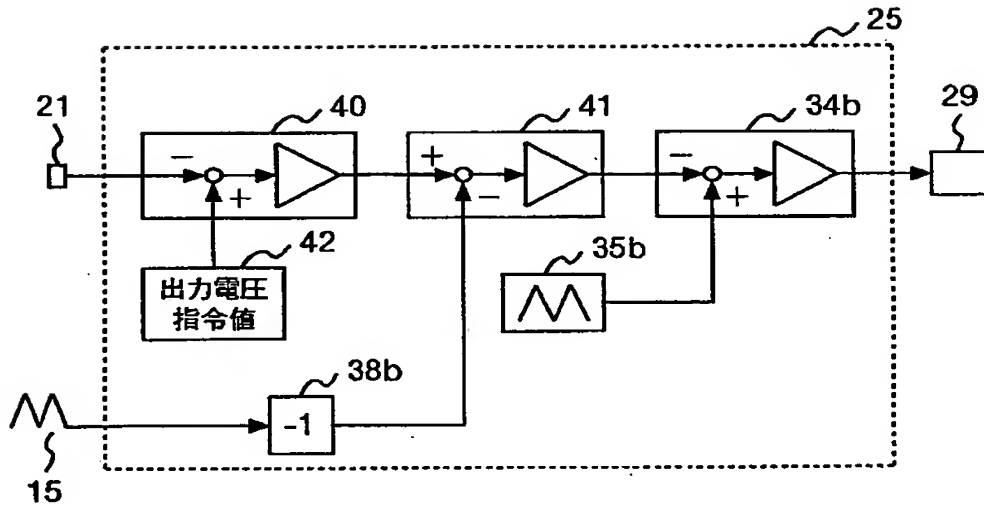
【図 3】

図 3



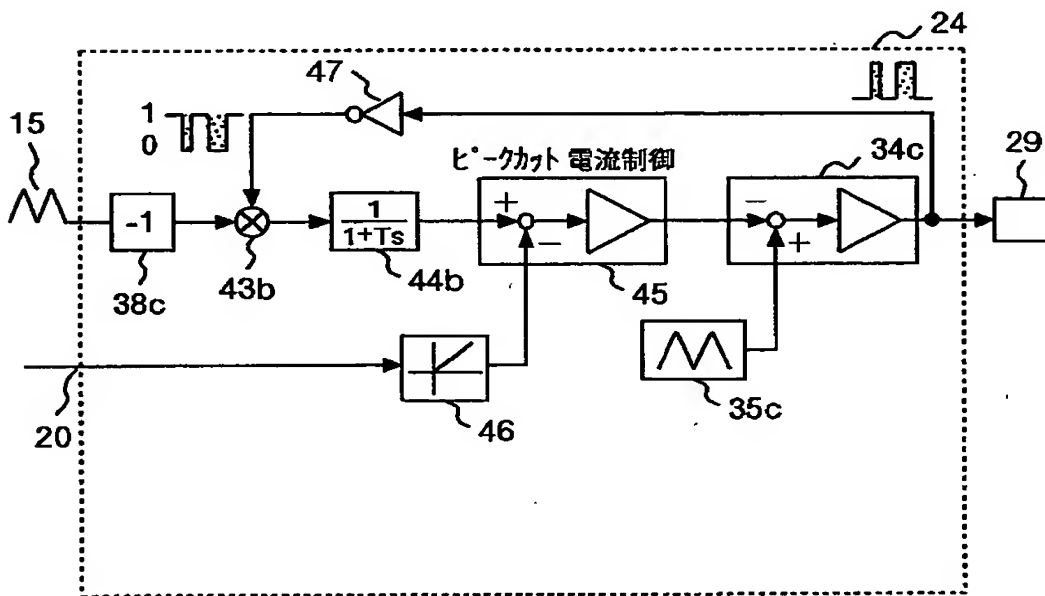
【図 4】

図 4



【図 5】

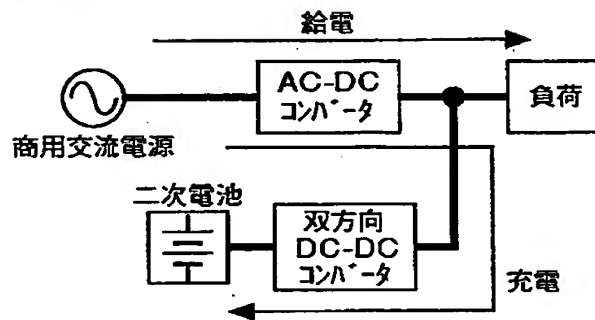
図 5



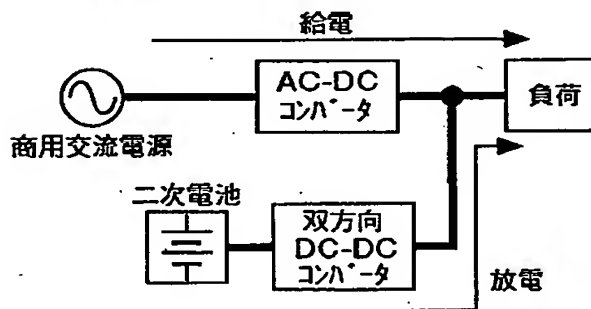
【図 6】

図 6

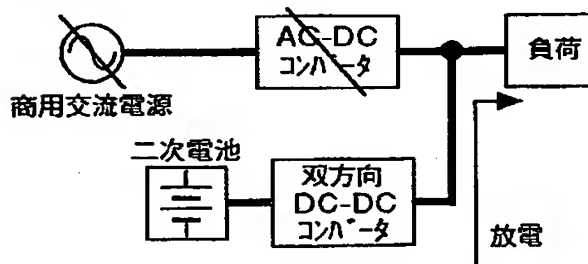
(a) 軽負荷時



(b) ピーク負荷時

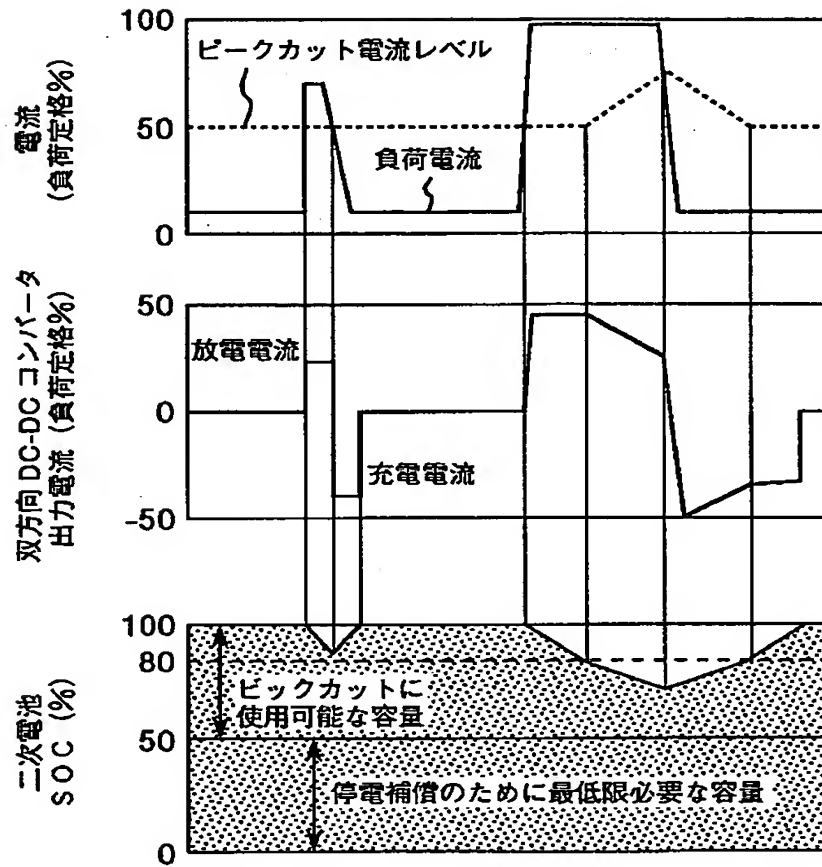


(c) 停電時またはAC-DCコンバータ故障時



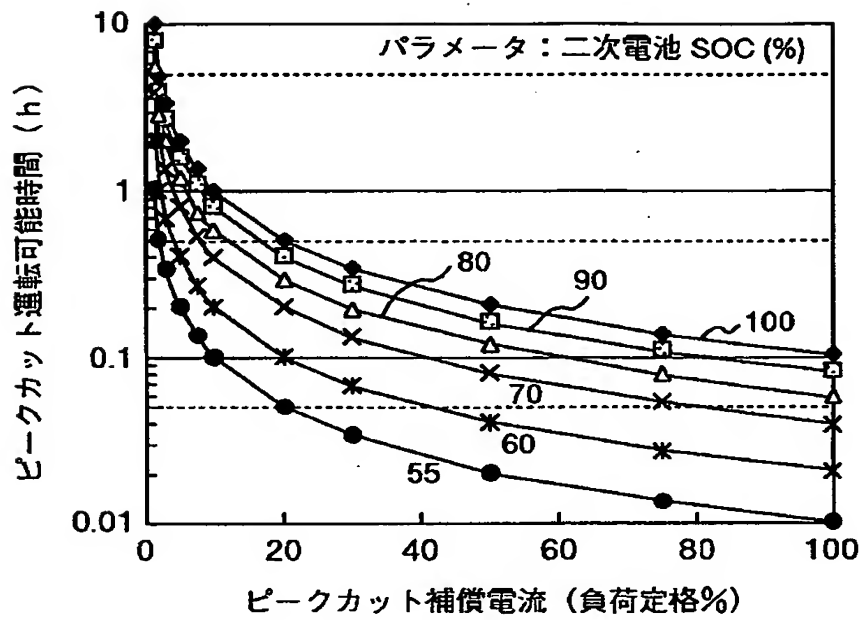
【図 7】

図 7



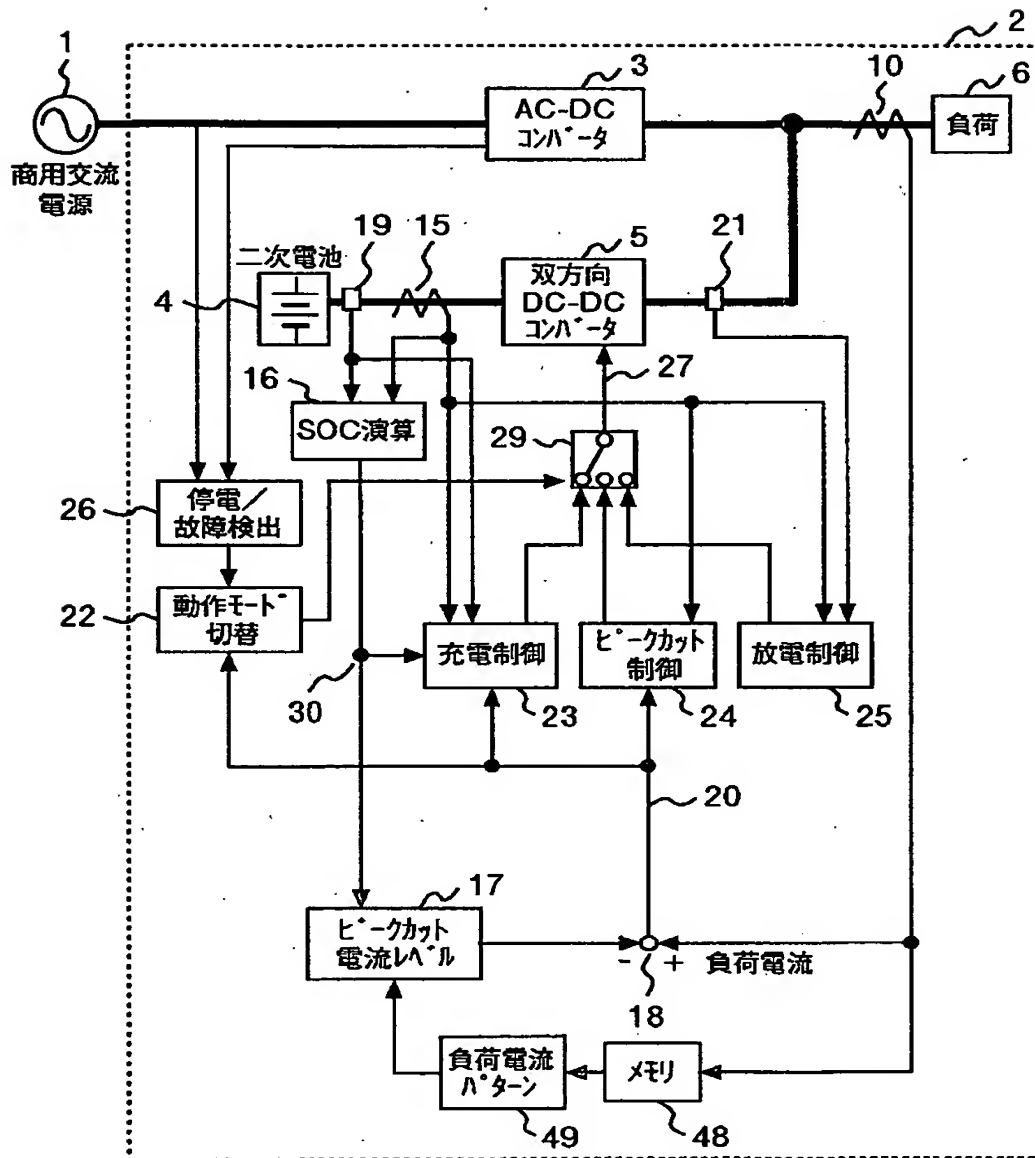
【図 8】

図 8



【図9】

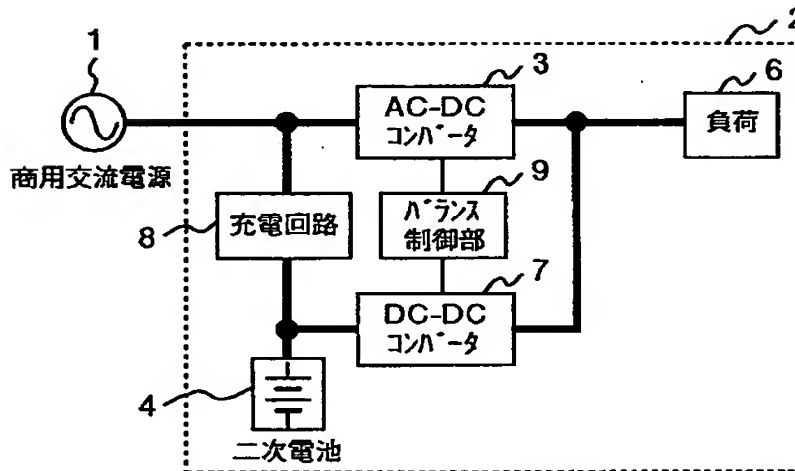
図 9



【図 1 0】

図 1 0

従来の装置内蔵バックアップ電源の構成

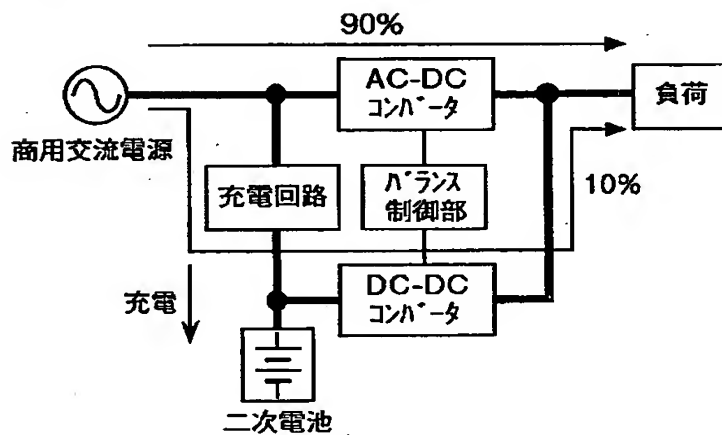


【図 11】

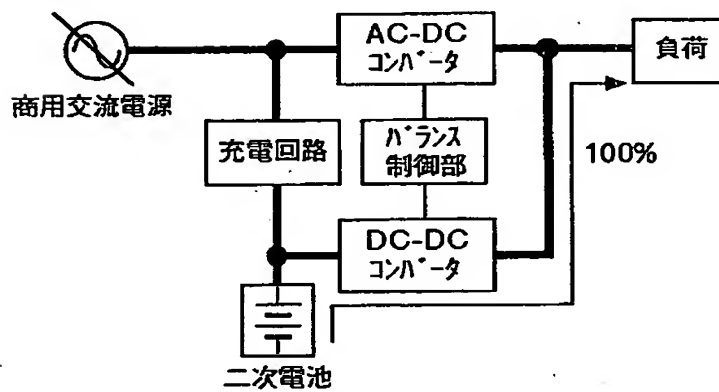
図 11

従来の装置内蔵バックアップ電源の動作パターン

(a) 定常時



(b) 停電時



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 ピーク負荷に対してAC-DCコンバータの容量を減じ、低コスト化や電源部容積の縮小化を実現する。

【解決手段】 装置内蔵のバックアップ電源において、ピーク負荷時の負荷電流の一部を二次電池から負担するピークカット機能を備える。AC-DCコンバータ3の直流出力側に双方向DC-DCコンバータ5と二次電池4を持ち、ピーク負荷時に所定のピークカットレベル以上の電流を二次電池4から放電させる。また、負荷が所定のピークカットレベル未満のとき、AC-DCコンバータ3から双方向DC-DCコンバータ5を介して二次電池4を充電する。さらに、二次電池4のSOCや負荷パターンに応じた最適なピークカットレベルを自動的に設定し、また動的に変更する。

【選択図】 図1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000005108]

1. 変更年月日	1990年 8月31日
[変更理由]	新規登録
住 所	東京都千代田区神田駿河台4丁目6番地
氏 名	株式会社日立製作所

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 {000005810}

1. 変更年月日	1990年 8月29日
[変更理由]	新規登録
住 所	大阪府茨木市丑寅1丁目1番88号
氏 名	日立マクセル株式会社

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000233033]

1. 変更年月日 1990年 8月24日
[変更理由] 新規登録
住 所 神奈川県小田原市国府津2880番地
氏 名 日立コンピュータ機器株式会社
2. 変更年月日 2001年 7月24日
[変更理由] 住所変更
住 所 神奈川県足柄上郡中井町境781番地
氏 名 日立コンピュータ機器株式会社